

**ENSEMBLE MODEM STRUCTURE FOR IMPERFECT TRANSMISSION MEDIA****Publication number:** JP62502932T**Publication date:** 1987-11-19**Inventor:****Applicant:****Classification:**

- **international:** H04M11/00; H04B3/04; H04J1/00; H04J11/00; H04L1/00;  
H04L1/20; H04L5/16; H04L27/26; H04L27/34; H04M11/00;  
H04B3/04; H04J1/00; H04J11/00; H04L1/00; H04L1/20;  
H04L5/16; H04L27/26; H04L27/34; (IPC1-7): H04B3/04;  
H04L1/00; H04L11/02; H04L27/00; H04M11/00

- **European:** H04L1/00A1M; H04L1/20M; H04L5/16; H04L27/26M1P

**Application number:** JP19860502770T 19860505**Priority number(s):** US19850736200 19850520**Also published as:**

WO8607223 (A)  
EP0224556 (A1)  
US4679227 (A1)  
MX164557 (A)  
ES8801072 (A)

[more >>](#)[Report a data error](#)

Abstract not available for JP62502932T

Abstract of corresponding document: **WO8607223**

A high speed modem (26) that transmits and receives digital data on an ensemble of carrier frequencies spanning the usable band of a dial-up telephone line (48). The modem includes a system (30, 32, 34, 36, 40, 43, 44) for variably allocating data and power among the carriers to compensate for equivalent noise and to maximize the data rate. Additionally, systems for eliminating the need for an equalization network, for adaptively allocating control of a channel, and for tracking variations in line parameters are disclosed.

Data supplied from the [esp@cenet](mailto:esp@cenet) database - Worldwide**BEST AVAILABLE COPY**

⑩ 特許出願公表

## ⑪ 公表特許公報(A)

昭62-502932

⑩Int.C1.  
H 04 M 11/00  
H 04 B 3/04  
H 04 L 1/00  
11/02  
27/00

識別記号  
302

序内整理番号  
8020-5K  
A-7323-5K  
E-8732-5K  
D-7117-5K  
E-8226-5K

審査請求 未請求  
子細審査請求 未請求  
部門(区分) 7 (3)

(全14頁)

⑩発明の名称 不完全な送信媒体のための総体的なモデル構造体

⑪特 願 昭61-502770

⑩⑪出 願 昭61(1986)5月5日

⑩翻訳文提出日 昭62(1987)1月20日

⑩国際出願 PCT/US86/00983

⑩国際公開番号 WO86/07223

⑩国際公開日 昭61(1986)12月4日

⑩優先権主張 ⑩1985年5月20日⑩米国(U S)⑩736200

⑩発明者 ヒューハートッグス ダーク アメリカ合衆国 95037 カリフォルニア モーガンヒル ローリングヒルス ドライブ 2220

⑩出願人 テレビット コーポレイション アメリカ合衆国 95014 カリフォルニア クバーテイノ バード 10440

⑩代理人 弁理士 鈴木 弘男

⑩指定国 A T(広域特許), A U, B E(広域特許), B R, C H(広域特許), D E(広域特許), D K, F R(広域特許), G B(広域特許), I T(広域特許), J P, K R, L U(広域特許), N L(広域特許), N O, S E(広域特許)

請求の範囲

1. 電話線を介してデータを送信し、搬送波周波数全体にデータエレメントをエンコードする形式の高遅モードにおいて、各搬送波周波数にデータ及び電力を割り当てる方法が、

上記送波周波数全体に含まれた各々の搬送波周波数に対して等化ノイズ成分を決定し、

各搬送波におけるデータエレメントの被離さを、0とNとの間の段階をnとすれば、n個の情報単位からn+1個の情報単位まで増加するに要する余分な電力を決定し、

上記送波周波数全体に含まれた全ての搬送波の余分な電力を次第に電力が増加する順に順序付けし、

この順序付けされた余分な電力に次第に電力が増加する順序で利用可能な電力を割り当てる。

利用可能な電力が及きる点の値M P(m=x)を決定しそして割り当てられる電力がその搬送波に対する上記M P(m=x)に等しいか又はそれより小さい全ての余分な電力の和に等しくなり且つ割り当てられるデータ単位の数が上記M P(m=x)に等しいか又はそれより小さい当該送波のための余分な電力の数に等しくなるように各搬送波周波数に電力及びデータを割り当てるという段階を実現することを特徴とする方法。

2. 上記の順序付け段階は、

任意の余分な電力レベルのテーブルを用意し、そして

各々の決定された余分な電力レベルの値を上記任意の余分な電力レベルのテーブルの値の1つへと丸めて計算の複雑さを減少させることを特徴とする方法。

3. 等化ノイズを決定する上記の段階は、

電話線で相互接続されたモデルA及びBを用意し、

上記モデルAとBとの間に通信リンクを確立し、

上記モデルA及びBにおける非送信時間インターバル中にランノイズデータを累積し、

少なくとも第1の周波数搬送波全体を上記モデルAからBへと送信し、各搬送波の振幅は所定の値を有するものであり、

上記第1の周波数搬送波全体をモデルBで受信し、

モデルBで受信した各搬送波の振幅を測定し、

モデルBで測定した振幅を上記所定の振幅と比較して、各搬送波周波数における信号ロス(d B)を決定し、

上記累積したノイズの各搬送波周波数における成分の値(d B)を決定し、そして

各搬送波周波数における信号ロスを各搬送波周波数におけるノイズ成分に加算して等化ノイズを決定するという段階を備えている請求の範囲第2項に記載の方法。

4. VF電話線を経て信号を送信する形式の高遅モードにおいて、

入力デジタルデータを受け取ってこの入力デジタルデータを記憶する手段と、

上記入力デジタルデータをエンコードするように変換された全搬送波を形成する手段であって、各搬送波に種々の被離さのデータエレメントがエンコードされるようにする手段と、

各搬送波についてVF電話線の信号ロス及びノイズロスを測定する手段と、

測定された信号ロス及びノイズレベルを補償するように、各周波数にエンコードされたデータエレメントの複雑さと各周波数に割り当てられた電力の量とを変える手段とを具備することを特徴とする高速モード。

5. 各々の周波数の周波数全体にデータエレメントをエンコードする形式の高速モードにおいて、

デジタル電子プロセッサと、

デジタル電子メモリと、

上記プロセッサと上記メモリを接続するバス手段と、

上記デジタル電子プロセッサに開示していくて、上記周波数全体に含まれた各々の周波数周波数に対して等化ノイズ成分を決定し、各周波数におけるデータエレメントの複雑さを、0とNとの間の整数をnとすれば、n個の情報単位からn+1個の情報単位まで増加するに要する余分な電力を決定し、上記周波数全体に含まれた全ての周波数の余分な電力を次第に電力が増加する順に順序付けし、この順序付けされた余分な電力に次第に電力が増加する順序で利用可能な電力を割り当て、利用可能な電力が戻る点の値MP(m·x)を決定しそして割り当てられる電力がその周波数に対する上記MP(m·x)に等しいか又はそれより小さい全ての余分な電力の和に等しくなり且つ割り当てられるデータ単位の数が上記MP(m·x)に等しいか又はそれより小さい当該周波数のための余分な電力の数に等しくなるように各周波数周波数に電力及びデータを割り当てるための手段とを具備することを特徴とする高速モード。

6. 周波数周波数のQAM全体より成る形式のデータをVF

上記追従領域を対称的に配置された象限であるように選択するという段階を備えている請求の範囲第7項に記載の方法。

8. 送信リンクによって接続された2つのモード(A及びB)を備え、各モードが送信すべきデータを記憶する入力バッファを有している形式の通信システムにおいて、送信リンクの制御権をモードAとBとの間で割り当てる方法が、

送信リンクの制御権をモードAに割り当てる。

モードAの入力バッファに記憶されたデータの量を決定し、

モードAの入力バッファに記憶されたデータの量を送信するに必要なデータのパケット数Kを決定し、

モードAからモードBへし替のデータパケットを送信し、ここで、しは、KがIAより小さければIAに等しく、KがIAに等しいか又はそれより大きければKに等しくそしてKがNAより大きければNAに等しく、IAは、送信されるパケットの最小数でありそしてNAは、その最大数であり。

送信リンクの制御権をモードBに指定し、

モードBの入力バッファのデータ量を決定し、

モードBの入力バッファに記憶されたデータ量を送信するに必要なデータのパケット数Jを決定し、

モードBからモードAへM個のデータパケットを送信し、ここで、Mは、JがIBより小さければIBに等しく、JがIBに等しいか又はそれより大きければJに等しくそしてJがNBより大きければNBに等しく、IBは、送信されるパケットの最小数でありそしてNBは、その最大数であり。

これにより、モードAとBとの間の制御権の割り当ては、モ

## 特表昭62-502932(2)

電話線を経て送信する高速モードで、送信の前にシステムパラメータの大きさを測定するような形式の高速モードにおいて、データの受信中に上記システムパラメータの大きさのそれに追従する方法が、

複数の周波数周波数に対してQAM座標を形成し、

複数の第1領域を備えていて、上記座標の1つの点が各々の第1領域内に配置されるような復調テンプレートを上記複数の周波数周波数の1つに対して構成し、

各々の第1領域に第1及び第2の追従領域が配置された1組の追従領域を形成し、

上記1組の第1及び第2追従領域に配置された複数点を得るように上記周波数全体を限制し、

上記1組の第1追従領域に配置された点の数と、上記1組の第2追従領域に配置された点の数とをカウントし、

上記1組の第1追従領域に配置されたカウントの数と上記第2追従領域に配置されたカウントの数との差を決定してエラー特性を構成し、そして

上記エラー特性を用いて、データの受信中に上記信号パラメータの大きさを調整するという段階を具備したことを特徴とする方法。

7. 復調テンプレートを構成する上記段階は、上記第1領域を、上記座標を中心とする方形の形状に設定する段階を備えている請求の範囲第6項に記載の方法。

8. 上記追従領域を形成する段階は、

上記方形を象限に分割し、そして

デムA及びBの入力バッファに記憶されたデータの量に基づいたものとなることを特徴とする方法。

10. 電話線を介してデータを送信し、周波数周波数全体にデータエレメントをエンコードする形式の高速モードにおいて、周波数周波数にデータ及び電力を割り当てるシステムが、

上記周波数周波数全体に含まれた各々の周波数周波数に対して等化ノイズ成分を決定する手段と、

各周波数におけるデータエレメントの複雑さを、0とNとの間の整数をnとすれば、n個の情報単位からn+1個の情報単位まで増加するに要する余分な電力を決定する手段と、

上記周波数周波数全体に含まれた全ての周波数の余分な電力を次第に電力が増加する順に順序付けする手段と、

この順序付けされた余分な電力に次第に電力が増加する順序で利用可能な電力を割り当てる手段と、

利用可能な電力が戻る点の値MP(m·x)を決定する手段と、

割り当てられる電力がその周波数に対する上記MP(m·x)に等しいか又はそれより小さい全ての余分な電力の和に等しくなり且つ割り当てられるデータ単位の数が上記MP(m·x)に等しいか又はそれより小さい当該周波数のための余分な電力の数に等しくなるように各周波数周波数に電力及びデータを割り当てる手段とを具備したことを特徴とするシステム。

11. 上記の順序付け手段は、

任意の余分な電力レベルのテーブルを形成する手段と、

各々の決定された余分な電力レベルの組を上記任意の余分な

## 特表昭62-502932(3)

複数の第1領域を備えていて、上記座標の1つの点が各々の第1領域内に配置されるような位相テンプレートを上記複数の周波数の1つに対して構成する手段と。

各々の第1領域に第1及び第2の追従領域が配置された1組の追従領域を形成する手段と。

上記1組の第1及び第2追従領域に配置された復元点を得るよう上記複数全体を復元する手段と。

上記1組の第1追従領域に配置された点の数と、上記1組の第2追従領域に配置された点の数とをカウントする手段と。

上記1組の第1追従領域に配置されたカウントの数と上記第2追従領域に配置されたカウントの数との差を決定してエラー特性を構成する手段と。

上記エラー特性を用いて、データの受信中に上記幅広パラメータの大値を調整する手段とを具備することを特徴とするシステム。

14. 位相テンプレートを構成する上記手段は、上記第1領域を、上記座標点を中心とする方形の形状に限定する手段を備えている請求の範囲第13項に記載のシステム。

15. 上記追従領域を形成する手段は、

上記方形を無限に分割する手段と。

上記追従領域を対称的に配置された領域であるように選択するという手段とを備えている請求の範囲第13項に記載のシステム。

16. 送信リンクによって構成された2つのモdem(A及びB)を備え、各モdemが送信すべきデータを記憶する入力バッフ

アを有しているような形式の通信システムにおいて、送信リンクの制御権をモdem AとBとの間で割り当てるシステムが、

送信リンクの制御権をモdem Aに割り当てる手段と、

モdem Aの入力バッファに記憶されたデータの量を送信するに必要なデータのパケット数Kを決定する手段と、

モdem Aからモdem BへL個のデータパケットを送信する手段とを具備し、ここで、Lは、KがLAより小さく然もNAより小さければIAに等しく、KがIAに等しいか又はそれより大きければKに等しくそしてKがNAより大きければNBに等しく、IAは、送信されるパケットの最小数でありそしてNBは、その最大数であり。

更に、送信リンクの制御権をモdem Bに指定する手段と、

モdem Bの入力バッファのデータ量を決定する手段と、

モdem Bの入力バッファに記憶されたデータ量を送信するに必要なデータのパケット数Jを決定する手段と、

モdem Bからモdem AへM個のデータパケットを送信する手段とを具備し、ここで、Mは、JがIBより小さければIBに等しく、JがIBに等しいか又はそれより大きくなるもNBより小さければJに等しくそしてJがNBより大きければNBに等しく、IBは、送信されるパケットの最小数でありそしてNBは、その最大数であり。

これにより、モdem AとBとの間の制御権の割り当ては、モdem A及びBの入力バッファに記憶されたデータの量に基づいたものとなることを特徴とするシステム。

17. 送信リンクによって構成された2つのモdem(A及び

B)を備え、各モdemは送信すべきデータを記憶する入力バッファを有し、各モdemは電話線を経てデータを送信しそして各モdemは周波数用波数全体にデータエレメントをエンコードする形式のもであるような高速モdem通信システムにおいて、周波数用電力及びデータを効率的に割り当て、位相遅延の最大推定値をTPHとすれば、周波数に依存するこの位相遅延を補償し、記号間の干渉を防止し、送信リンクの制御権をモdem Aとモdem Bとの間で割り当てそしてサンプリング周波数の逆数に等しい所の時間サンプルオフセットを有するサンプリングインターバルを開始するように上記モdemを動作させる方法が、

上記周波数用波数全体に含まれた各々の周波数用波数に対して容積ノイズ成分を決定し、

各周波数におけるデータエレメントの被賦さを、0とNとの間の整数をnとすれば、n個の情報単位からn+1個の情報単位まで増加するに要する余分な電力を決定し、

上記周波数用波数全体に含まれた全ての周波数の余分な電力を次第に電力が増加する順に順序付けし、

この順序付けされた余分な電力に次第に電力が増加する順序で利用可能な電力を割り当て、

利用可能な電力が足りる点の値MP(m×x)を決定し、

割り当てられる電力がその周波数に対する上記MP(m×x)に等しいか又はそれより小さい全ての余分な電力の和に等しくなり且つ割り当てられるデータ単位の数が上記MP(m×x)に等しいか又はそれより小さい当該周波数のための余分な電力の数に等しくなるように各周波数用波数に電力及びデータを割り当て、

上記周波数の1つにエンコードされた記号を送信し、この記号は、所定の時間 $T_1$ を有しており。

上記記号の第1のTPH秒を再送信して、巾 $T_E + T_{PH}$ の送信波形を形成し、

送信リンクの制御権をモデムAに割り当てる。

モデムAの入力バッファに記憶されたデータの量を決定し、

モデムAの入力バッファに記憶されたデータの量を送信するに必要なデータのパケット数Kを決定し、

モデムAからモデムBへし朝のデータパケットを送信し、ここで、もし、KがIAより小さければIAに等しく、KがIAに等しいか又はそれより大きければKに等しくそしてKがNAより大きければNAに等しく、IAは、送信されるパケットの最小数でありそしてNAは、その最大数であり、

送信リンクの制御権をモデムBに指定し、

モデムBの入力バッファのデータ量を決定し、

モデムBの入力バッファに記憶されたデータ量を送信するに必要なデータのパケット数Jを決定し、

モデムBからモデムAへM個のデータパケットを送信し、ここで、Mは、JがIBより小さければIBに等しく、JがIBに等しいか又はそれより大きければJに等しくそしてJがNBより大きければNBに等しく、IBは、送信されるパケットの最小数でありそしてNBは、その最大数であり、

これにより、モデムAとBとの間の制御権の割り当ては、モデムA及びBの入力バッファに記憶されたデータの量に基づいたものとなり。

#### 特表昭62-502932(4)

1. 及び2. の第1及び第2の周波数成分を含むアナログ波形をモデムAに発生し、

時間 $T_A$ にモデムAからモデムBに上記波形を送信し、

上記第1及び第2周波数成分の位相を、時間 $T_A$ におけるこれらの相対的な位相差が約0°に等しくなるように調整し、

周波数 $\omega$ のエネルギーをモデムBにおいて検出して、上記波形がモデムBに高速する確定時間TESTを決定し、

時間TESTにおいて上記第1と第2の周波数成分間の相対的な位相差をモデムBで決定し、

上記第1及び第2の波形の相対的な位相が0°から上記相対的な位相差まで変化するに必要なサンプリング時間オフセットの数NIを計算し、そして

上記TESTの大きさをNIのサンプリングインターバルだけ最大化させて、正確な時間基準 $T_0$ を得るという段階を経ることを特徴とする方法。

#### 明細書

不完全な送信媒体のための具体的なモデム構造体

##### 発明の背景

##### 技術分野

本発明は、一般に、データ通信の分野に関するもので、より詳細には、高速モデムに関するものである。

##### 技術領域

最近、デジタルデータを直接送信するための特殊設計の電話線が導入されている。しかしながら、膨大な量の電話線はアナログの音声周波数(VF)信号を搬送するよう設計されている。モデムは、VF搬送波信号を変調してデジタル情報をVF搬送波信号にエンコードしそしてこれらの信号を復調してこの信号によって保持されたデジタル情報をデコードするのに用いられている。

既存のVF電話線は、モデムの性能を低下すると共に、所定のエラー率以下でデータを送信することのできる速度を制限するような多數の制約がある。これらの制約には、周波数に依存するノイズがVF電話線に存在することや、VF電話線によって周波数に依存する位相差が挿入されることや、周波数に依存する信号ロスがあることが含まれる。

一般に、VF電話線の使用可能な帯域は、ゼロより若干上から約4kHzまでである。電話線ノイズの電力スペクトルは、周波数にわたって均一に分布されず、一般的に不定なものである。従って、これまで、VF電話線の使用可能な帯域にわたるノイズスペクトルの分布を測定する方法は皆無である。

更に、周波数に依存する伝播遅延がVF電話線によって終局

される。従って、複数の多周波数信号の場合は、VF電話線により信号の種々の成分間に位相差が説明される。この位相差も不定なものであり、送信が行なわれる特定の時間に個々のVF電話線について測定しなければならない。

更に、VF電話線の信号ロスは周波数と共に変化する。等価ノイズは、各周波数波数に対して信号ロス成分に追加されるノイズスペクトル成分であり、両成分は、デジベル(dB)で固定される。

一般に、公知のモデムは、適切なエラー率を得るためにデータ速度をダウン方向にシフトすることによって等価ラインノイズ及び信号ロスを補償している。例えば、バラン(Baran)氏の米国特許第4,438,511号には、ガンドルフ・データ・インク(Gandalf Data, Inc.)によって製造されたSM9600スーパー・モデムと称する高速モデムが開示されている。ノイズ除去がある場合、このSM9600は、その送信データ速度を4800bps又は2400bpsに「ギヤシフト」即ち低下させる。バラン氏の特許に開示されたシステムは、64の直角変調された周波数によってデータを送信する。バラン氏のシステムは、ライン上の大きなノイズ成分の周波数と同じ周波数を有する周波数の送信を解らせるにより、VFライン上のノイズの周波数依存性を補償するものである。従って、バラン氏のシステムは、VFラインノイズスペクトルの最高点の周波数周波数で送信を終らせるによりそのスループットを極端に低下させる。バラン氏のシステムは、本質的に、VFラインノイズスペクトルの分布に基づいて各搬送波信号のゴー/ノー・ゴー判断を行なう。本発明は、

## 特表昭62-502932(5)

バラン氏によって開始された努力を引き継ぐものである。

殆どの公知のシステムは、VFラインによって誘起される周波数依存性の位相遅延を等化システムによって補償するものである。最も大きな位相遅延は、使用可能な帯域の端付近の周波数成分において誘起される。従って、帯域の中心付近の周波数成分は、帯域の外側の周波数成分を補強できるよう遅延される。等化を行なう場合には、一般に、上記の遅延を実行するための追加回路が必要とされる。

VF電路板を介しての両方向送信に囲まれた更に別の問題は、出ていく信号と入ってくる信号とで干渉を生じるおそれがあることである。一般に、2つの信号の分離及びアイソレーションは、次の3つの方法の1つで行なわれる。

(a) 別々の信号に対して別々の周波数を使用する周波数マルチプレクシング。この方法は、モードムをベースとする遠隔通信システムに通常用いられるものである。

(b) 別々の信号に対して別々の時間セグメントを使用する時分割マルチプレクシング。この方法は、送信機がこれに含まれた全てのデータを送信した後にのみチャンネルを放棄する半二段システムにおいてしばしば使用される。

(c) 社交コードを用いて信号を送信するコードマルチプレクシング。

上記の全てのシステムでは、利用できるスペースが、最初のシステム設計中に固定された一定の割合に基づいて分割される。しかしながら、これらの一定の割合は、各モードムに生じる実際のトラフィックロード（通信負荷）問題に適したものではない。例

えば、組まれたホストコンピュータに接続されたPCワークステーションにいる事務員は、10又は20個の文字をタイプし、その応答として全スクリーンを受け取る。この場合、送信側モードムと受信側モードムとの間にチャンネルを等しく割り当てる一定の割合では、PCワークステーションの事務員にチャンネルを相当過剰に割り当てる事になる。従って、実際のトラフィックロード状態の必要性に応じてチャンネル容量を割り当てるモードムがあれば、チャンネル容量の効率的な利用が著しく促進される。

## 発明の要旨

本発明は、ダイヤル式のVF電話線に使用する高速モードムに関する。このモードムは、多路送波変調解を用いており、全データ送信率を最大にするようにデータ及び電力を種々の搬送波に可変割り当てる。搬送波間での電力の割当は、割り当てる全電力が指定の限界を越えてはならないという制約を受ける。

好ましい実施例では、上記モードムは、更に、通信リンクの制御情報を実際のユーザ要求に応じて2つのモードム（A及びB）間で分担させる可変割当システムを備えている。

本発明の別の特徴は、周波数依存性の位相遅延を補償すると共に信号間の干渉を防止するシステムであって、専用ネットワークを必要としないようなシステムにある。

本発明の1つの特徴によれば、直角矩形変調（QAM）を用いて色々な複雑さのデータエレメントが各搬送波にエンコードされる。各搬送波依存性における等価ノイズ成分は、2つのモードム（AとB）との間の通信リンクを経て測定される。

良く知られているように、ビットエラー率（BER）を規定

レベル以下に維持すべき場合には、所与の搬送波周波数における所与の複雑さのデータエレメントを送信するに適する電力を、その周波数の等価ノイズ成分が増加した時に、増加しなければならない。同時に、データの複雑さを増加するためには、信号対雑音比、即ち、S/N比を増加しなければならない。

本発明の一実施例においては、外的なBER及び全利用電力の制約内で全データ率を最大にするようにデータ及び電力が割り当てられる。電力割当システムは、各搬送波における記号率を $n$ から $n+1$ までの情報単位で増加するために余分な所要電力を計算する。次いで、システムは、記号率を1情報単位だけ増加するように最小の追加電力を必要とする搬送波に情報単位を割り当てる。余裕電力は、特に確立された送信リンクの等価ノイズスペクトルの性によって決まるので、電力及びデータの割当は、この特定のリンクについてのノイズを補償するように特に調整される。

本発明の別の特徴によれば、各搬送波における記号の第1の部分は、記号の巾をTEとし、この第1部分の巾をTPHとすれば、巾TE+TPHのガード時間波形を形成するように再送信される。TPHの大きさは、波形の周波数成分について規定される最大位相遅延に等しいか又はそれより大きい。例えば、記号が時間TE内に送信された時間シリーズ $\dots \cdot x_{n-1} \cdot x_n \cdot x_{n+1} \dots$ によって表わされる場合には、ガード時間波形が時間TE+TPH内に送信された時間シリーズ $\dots \cdot x_{n-1} \cdot x_n \cdot x_{n+1} \dots$ によって表わされる。 $m$ の $n$ に対する比は、TPHのTEに対する比に等しい。

受信モードムにおいては、ガード時間波形の第1周波数成分の時間インターバルTが決定される。巾TEのサンプリング周期は、

時間TE+TPHにおいて開始される。

従って、各搬送波周波数における全記号がサンプリングされ、記号間の干渉が除去される。

本発明の更に別の特徴によれば、モードムAとBとの間での通信リンクの制御の割当は、1つの送信サイクル中に各モードムが送信するパケットの数に対して優先をセットすることによって行なわれる。情報のパケットは、1つの波形を構成する搬送波全体においてエンコードされたデータを含んでいる。又、各モードムは、モードム間の通信リンクを維持するための最小数のパケットを送信するように構成される。従って、1つのモードムが送信すべきデータを有していない場合でも、最小のパケットがタイミングを維持し、他のパラメータが送信される。一方、モードムのデータ量が多い場合には、割りされた最大数のパケットNのみを送信してから他のモードムへ制御権を放棄するような制約が設せられる。

実際に、モードムAが少量のデータを有しそしてモードムBが大量的のデータを有する場合には、モードムBが殆どの時間中送信リンクの制御権を有することになる。制御権が最初にモードムAに指定された場合には、これが最小数Iのパケットのみを送信する。従って、モードムAは、短い時間中にのみ制御権を有する。次いで、制御権はモードムBに指定され、N個のパケットを送信する。Nは非常に大きなものである。再び、制御権はモードムAに指定され、I個のパケットを送信してから制御権をBに戻す。

従って、制御権の割当は、I対Nの比に比例する。モードムAのデータ量の送信にし切のパケットが必要とされる場合（ここで、IはIとNとの間の値である）、割当は、LとNの比に比例する。

## 特表昭62-502932(6)

従って、送信リンクの割当は、ユーザの実際の要求に基づいて変化する。

更に、パケットの最大数Nは、各モデムごとに同じである必要はなく、モデムA及びBによって送信されるべきデータの既知の不均衡を受け入れるように変えることができる。

本発明の更に別の特徴によれば、データを決定する前に位相ロス及び周波数オフセットが固定される。過度システムは、測定値からの変化を決定し、これらのいずれを精査する。

本発明の更に別の特徴によれば、 $T_0$ の正確な値を決定するシステムが含まれている。このシステムは、時間 $T_A$ にモデムAから送信される波形に含まれた $\alpha_1$ 及び $\beta_1$ の2つのタイミング信号を用いている。時間 $T_A$ における第1と第2のタイミング信号間の相対的な位相差はゼロである。

波形は、モデムBに受け取られ、 $\alpha_1$ のエネルギーを検出することによって受信時間のおおよその推定値 $T_{EST}$ が得られる。この時間 $T_{EST}$ におけるタイミング信号間の相対的な位相差を用いて、正確なタイミング基準 $T_0$ が得られる。

回路の簡単な説明

第1図は、本発明に用いられる周波数周波数全体のグラフ。

第2図は、各周波数のQAMを示す座標のグラフ。

第3図は、本発明の実施例を示すブロック図。

第4図は、本発明の周期プロセスを示すフローチャート。

第5図は、0、2、4、5、6ビットデータエレメントに対する座標、例示的な信号対雑音比及び各座標に対する電力レベルを示す一連のグラフ。

明する。最後に、第4回ないし第13回を参照して、本発明の動作及び種々の特徴を説明する。

座標及び全体の構成

第1図は、本発明の送信周波数全体10を示す概略図である。これは、使用可能な4kHzのVF帯域にわたって等しく隙間された512個の周波数周波数12を含んでいる。本発明は、各周波数周波数における位相に拘りないサイン及びコサイン信号を送信するような直角振幅変調(QAM)を用いている。所与の周波数周波数で送信されるデジタル情報は、その周波数における位相に拘りないサイン及びコサイン信号を振幅変調することによってエンコードされる。

QAMシステムは、全ビット串RBでデータを送信する。しかしながら、記号もしくはポーレートRSで示された各周波数の送信率は、RBの一部分に過ぎない。例えば、データが2つの周波数間に等しく割り当てられる場合には、 $RS = RB / 2$ となる。

好ましい実施例では、0、2、4、5又は6ビットデータエレメントが各周波数においてエンコードされ、各周波数の変調は1.36ミリ秒ごとに変化する。各周波数について6ビットのRSを仮定すれば、理論的最大値RBは、22,580ビット/秒(bps)となる。周波数の75%にわたって4ビットのRSを仮定すれば、典型的に実現できるRSは、約11,300bpsに寄り。この例示的な高いRSは、ビットエラー率が1エラー/1,000,000送信ビット率の状態で達成される。

第1回において、複数の直線1-4は、周波数全体を「エポック」と称する時間増分に分割する。エポックは、巾がTEである。

り、TEの大きさは以下で述べるように決定される。

デジタルデータを個々の周波数周波数にエンコードするQAMシステムを第2回について説明する。第2回には、第9回の送信波に対する4ビット「座標」 $z_0$ が示されている。4ビット数は、16の個々の値をとることができる。この座標における各点は、ペクトル( $x_n, y_n$ )を表しており、 $x_n$ はサイン信号の振幅であり、 $y_n$ は上記QAMシステムにおけるコサイン信号の振幅である。付随の文字 $n$ は、選択される周波数を示している。従って、4ビット座標では、4つの個々の $y_n$ の値と、4つの個々の $x_n$ の値とが必要とされる。以下で詳細に述べるように、所与の周波数周波数で送信されるビットの数を増加するためには、その周波数に零ノイズ成分があるために、電力を増加することが必要とされる。4ビット送信の場合、受信側のモデムは、 $x_n$ 及び $y_n$ 振幅係數の4つの考えられる値を弁別できねばならない。この弁別能力は、所与の周波数周波数に対する信号対雑音比によって左右される。

好ましい実施例では、パケット技術を用いてエラー率が減少される。1つのパケットは、送信波の変調されたエポックと、エラー検出データとを含んでいる。各パケットは、エラーが生じた場合、修正されるまで繰り返し送信される。次いで又、データの繰り返し送信が所望されないシステムでは、ホワードエラー修正コードを含むエポックが用いられる。

ブロック図

第3回は、本発明の実施例のブロック図である。これについて説明すると、発信側モデム26は、公共のスイッチ式電話線を

## 特表昭62-502932 (7)

経て形成された通信リンクの発信端に接続される。通信システムには、通信リンクの応答端に接続された応答モデムも含まれることを理解されたい。以下の説明において、発信モデムの両端又は両端の部分に対応する応答モデムの部分は、発信モデムの参照番号にプライム(')記号を付けて示す。

第3図を説明すると、入ってくるデータ流は、モデム26の送信システム28によりデータ入力30に受け取られる。データは、一連のデータビットとしてバッファメモリ32に記憶される。バッファメモリ32の出力は、変調パラメータ発生器34の入力に接続される。変調パラメータ発生器34の出力は、ベクトルテーブルバッファメモリ36に接続され、該バッファメモリ36は復調器40の入力に接続される。復調器40の出力は、時間シーケンスバッファ42に接続され、次いで、該バッファ42は、アナログI/Oインターフェイス44に含まれたデジタル/アナログコンバータ43の入力に接続される。インターフェイス44は、モデムの出力を公共のスイッチ式電話線48に接続する。

受信システム50は、公共のスイッチ式電話線48に接続されてインターフェイス44に含まれたアナログ/デジタルコンバータ(ADC)52を備えている。ADC52の出力は受信時間シリーズバッファ54に接続され、該バッファは、次いで、復調器56の入力に接続される。復調器56の出力は、受信ベクトルテーブルバッファ58に接続され、該バッファは、次いで、デジタルデータ発生器60の入力に接続される。このデジタルデータ発生器60の出力は、受信データビットバッファ62に接続され、該バッファは、出力端子64に接続される。

好ましい実施例では、復調器40は、高速フーリエ変換法(FFT)を備えており、(x, y)ベクトルをFFT係数として用いて逆FFT演算を実行する。ベクトルテーブルは、512周波数点の1,024個のFFT点を表わす1,024の個々の点を含んでいる。逆FFT演算により、QAM全体を表わす1,024個の点が時間シリーズで形成される。このデジタルエンコードされた時間シリーズの1,024個のエレメントは、デジタル時間シリーズバッファ42に記憶される。デジタル時間シーケンスは、アナログ/デジタルコンバータ43によりアナログ波形に変換され、インターフェイス46は、公共のスイッチ式電話線48を経て送信するように信号を調整する。

受信システム50について説明すれば、公共のスイッチ式電話線48から受信したアナログ波形は、インターフェイス46によって調整され、アナログ/デジタルコンバータ52に向かわれる。アナログ/デジタルコンバータ52は、アナログ波形をデジタルの1,024入力時間シリーズテーブルに変換し、これは、受信時間シリーズバッファ54に記憶される。復調器56は、1,024入力時間シリーズテーブルを512入力(xn, yn)ベクトルテーブルに変換し、これは、受信ベクトルテーブルバッファ58に記憶される。この変換は、時間シリーズに基づいてFFTを実行することにより行なわれる。各周波数段波にエンコードされたビットの数に関する情報は、復調器及びデジタルデータ発生器60に既に記憶されており、従って、受信ベクトルテーブルバッファ58に記憶された(x, y)テーブルは、デジタルデータ発生器60により出力データビットシーケンスに変換されるこ

とを理解されたい。以下で詳細に述べるように、各周波数段波における等価ノイズレベルを測定し、各周波数段波で送信されるべきエボンク当たりのビット数を決定し、以下で詳細に述べるように、各周波数段波に電力を割り当てる。

入ってくるデータは、入力ポート30で受け取られ、入力バッファ32に記憶されるビットシーケンスにフォーマット化される。

変調器34は、上記のQAMシステムを用いて、所与の数のビットを各周波数段波のための(xn, yn)ベクトルにエンコードする。例えば、周波数fnで4つのビットを送信することが決定された場合には、ビット流からの4つのビットが第2回の4ビット周波数内の一64個の点の1つに変換される。これら座標点の各々は、4つのビットの16個の考え方される組合せの1つに対応する。従って、周波数fnに対するサイン及びコサイン信号の振幅は、ビットシーケンスの4つのビットをエンコードする座標内の点に対応する。(xn, yn)ベクトルは、次いで、ベクトルバッファテーブル36に記憶される。復調器は、周波数全体に含まれた周波数fnのための(xn, yn)ベクトルのテーブルを受け取り、QAM周波数段波の全体を構成する波形を扱わすデジタルエンコード化された時間シリーズを形成する。

とに注意されたい。例えば、(xn, yn)ベクトルが4ビットのシーケンスを扱わす場合には、このベクトルがデジタルデータ発生器60により4ビットシーケンスに変換されそして受信データビットバッファ62に記憶される。受信データビットシーケンスは、次いで、出力データ流として出力64へ送られる。

使用するFFT技術の完全な説明は、1975年N. J. のブレンティス・ホール・インク(Prentice-Hall, Inc.)により出版されたラビナ(Rabiner)氏等の「デジタル信号処理の理論及び応用(Theory and Applications of Digital Signal Processing)」と題する文献に述べられている。しかしながら、上記したFFT変調技術は、本発明の重要な部分ではない。或いは又、参考としてここに取り上げる前記バルン氏の特許のカラム10、ライン13-70及びカラム11、ライン1-30に述べられたように、周波数トーンを直接乗算することによって変調を行なうこともできる。更に、バルン氏の特許のカラム12、ライン35-70、カラム13、ライン1-70及びカラム14、ライン1-13に述べられた復調システムと取り替えることもできる。

制御及びスケジューリングユニット66は、一連の動作を全般的に監視するように操作し、入力及び出力機能を制御する。

## 等価ノイズの測定

上記したように、各周波数段波にエンコードされたデータエレメント及びその周波数段波に割り当てられた電力の情報内容は、その周波数段波におけるチャンネルノイズ成分の大きさによって左右される。周波数fnにおける等価送信ノイズ成分N(fn)は、周波数fnにおける測定した(受信した)ノイズ電力

## 特表昭62-502932 (8)

に、周波数毎における固定した信号ロスを算出したものである。等価ノイズはラインごとに変化し、所々のラインにおいても時間ごとに変化する。従って、ここに示すシステムでは、データ送信の直前に  $N(f)$  が固定される。

この  $N(f)$  を固定して、応答及び発振モデル 26 と 26' の間に送信リンクを確立するために本システムに用いられる同期技術の段階が第 4 回に示されている。第 4 回を説明すれば、ステップ 1 において、発振モデルは応答モデルの番号をダイヤルし、応答モデルはオフ・リンクの状態となる。ステップ 2 において、応答モデルは、次の電力レベルで 2 つの周波数のエポックを送信する。

(a) 1437.5 Hz: -3 dB R

(b) 1687.5 Hz: -3 dB R

電力は、基準電力に対して固定し、好ましい実施例では、0 dB R = -8 dBm であり、m はミリボルトである。これらのトーンは、以下で詳細に説明するように、タイミング及び周波数オフセットを決定するのに用いられる。

次いで、応答モデルは、全部で 512 の周波数を含む応答コードを -274 dB R で送信する。発振モデルは、この応答コードを受け取り、このコードにおいて FFT を実行する。512 回の周波数の電力レベルは指定の値にセットされるので、応答モデル 26 の制御及びスケジューリングユニット 66 は、受信したコードの各周波数に対して  $(x_n, y_n)$  値を比較し、これらの値を、送信された応答コードの電力レベルを表す  $(x_n, y_n)$  値のテーブルと比較する。この比較により、VF 電話線を通しての送信

284 dB R で 0° の相対的位相の信号としてコード化される。応答モデルは、この信号を受信し、どの周波数搬送波が応答発振方向に 2 ビットの送信を維持するかを決定する。

ステップ 6 において、応答モデルは、どの搬送波周波数が応答応答方向及び応答発振方向の両方に 2 ビット送信を維持するかを示す第 2 の位相エンコード信号を発生し送信する。この信号を発生できるのは、応答モデルが発振応答方向のノイズ及び信号ロスデータを累積しており且つステップ 5 で発振モデルにより発生された信号において応答発振方向に対して同じデータを受信しているからである。発振モデルによって発生された信号において、2 つのビットを両方向に維持する各周波数成分は、180° の相対的位相でコード化され、他の全ての成分は、0° の相対的位相でコード化される。

これで、2 つのモデル間に送信リンクが存在する。一般に、300ないし 400 個の周波数成分が標準電力レベルの 2 ビット送信を維持し、これにより、2 つのモデル間に約 600 ビット / エポック率を確立する。ステップ 7 では、この存在するデータクリンクを経て形成される全体的なパケットにおいて応答発振方向に各周波数で維持することのできるビットの数 (0~15) 及び電力レベル (0~63 dB) に関するデータを発振モデルが送信する。従って、ここで、発振及び応答モデルの両方は、応答発振方向の送信に関するデータをもつことになる。各周波数成分に維持することのできるビットの数及び電力レベルを計算するためのステップについて以下に述べる。

ステップ 8 において、応答モデルは、存在するデータクリンク

による各周波数の信号ロスが得られる。

ステップ 9 の間に、発振モデル 26 及び応答モデル 26' の両方は、各々のモデルによる送信が行なわれない場合にラインに存在するノイズデータを累積する。次いで、両方のモデルは、累積されたノイズ信号に基づいて FFT を実行し、各搬送波周波数における固定した (受信した) ノイズスペクトル成分値を決定する。多数のノイズエポックを平均化して、固定値の精度を高める。

ステップ 9 において、発振モデルは、2 つの周波数のエポックと、それに統いて、512 の周波数の発振コードを、ステップ 2 について述べたものと同じ電力レベルで送信する。応答モデルは、エポック及び発振コードを受け取り、ステップ 2 の発振モデルについて述べたように各搬送波周波数におけるタイミング、周波数ずれ及び信号ロスの値を計算する。この点において、発振モデル 26 は、ノイズ及び信号ロスデータを応答発振方向に送信するように累積しており、一方、応答モデルは、発振応答方向の送信に関連する同じデータを累積している。各モデルは、発振応答方向及び応答発振方向の両方における送信ロス及び受信ノイズに開通したデータを必要とする。それ故、このデータは、同期プロセスの通りのステップに基づいて 2 つのモデル間で交換される。

ステップ 5 において、発振モデルは、どの搬送波周波数が標準電力レベルの 2 ビット送信を応答発振方向に維持するかを示す第 1 の位相エンコード信号を発生して送信する。標準電力レベルで応答発振方向に 2 ビットを維持する各成分は、180° の相対的位相を有した -284 dB R 信号として発生される。標準電力レベルで応答発振方向に 2 ビット送信を維持しない各成分は、-

を用いて発振応答方向に各周波数に維持することのできるビットの数及び電力レベルに関するデータを送信する。従って、両モデルは、応答発振及び発振応答の両方向において各周波数成分に維持すべきビットの数及び電力レベルが分かる。

各搬送波周波数における各周波数レベル成分の決定に関する上記の説明では、所々のシーケンスの所要のステップが説明された。しかしながら、これらの一連のステップはあまり重要ではなく、多くのステップは同時にに行なってもよいし別の順序で行なってもよい。例えば、発振コードに基づく FFT の実行とノイズデータの累積を同時に行なうことができる。又、同期プロセス中に正確なタイミング基準も計算される。このタイミング基準の計算は、各周波数成分に割り当てられたビットの数及び電力レベルを計算する方法を説明した後に、詳細に述べる。

送信信号と受信信号との間に 7 Hz までの周波数オフセットが存在するのは、一般的 VF 電話線の障害である。FFT を確実に機能させるためには、このオフセットを補正しなければならない。好ましい実施例では、この補正是、受信信号の真の値及びヒルバート値によりオフセット周波数における直角トーンの片側波形変調を行なうことによって達成される。同期及び追従アルゴリズムにより、必要な周波数オフセットの推定値が形成される。

電力及びコードの複雑さの指定

各搬送波周波数信号にエンコードされた情報は、復調機 56 により受信チャンネルにおいてデコードされる。チャンネルノイズは、送信信号を歪ませ、復調プロセスの精度を低下させると、例えば、特定の周波数  $f_0$  に  $B_0$  個のビットがあるという特定の複雑

特表昭 G2-502932 (日)

さを有するデータエレメントを、各箇ノイズレベル成分  $N_0$  により特徴付けられた V/F 電話線を経て送信する場合について分析する。一般に、外部システムの条件により、許容できる最大ビットエラー率が決定される。ノイズレベル  $N_0$  及び周波数  $f$  の組のビットを送信する場合には、信号対雑音比が  $E_b/N_0$  以上でなければならない。但し、 $E_b$  は、BER を所定の BER (BER)。より小さく維持するための信号電力 / ビットである。

第 5 図は、種々の複雑さ  $B$  の信号に対する QAM 伝票を示している。各座標に対する例示的な信号対雑音比  $E_b/N_0$  と、上記の (BER) を越えずにこの座標におけるビットの数を送信するに要する電力とが、各座標グラフの横に示されている。

モデムは、公共のスイッチ式電話線に出力される全利用電力が電気会社及び政府機関によって設定された値  $P_0$  を超えないという制約のもとで動作する。従って、ラインノイズを補償するために信号電力が不足に増加することはない。それ故、所要の BER を維持するためには、ノイズが増加するにつれて、送信信号の複雑さを低減しなければならない。

多くの既存のモデムは、ラインノイズ電力が増加する時に、信号の複雑さをダウン方向に任意にギャップする。例えば、1つの公知のモデムは、ビットエラー率が指定の最大値以下に減少されるまで、送信データ率を、8, 600 bps の段階から、7, 200 bps, 4, 800 bps, 2, 400 bps, 1, 200 bps 等々の段階で低下させる。従って、信号率は、ノイズを補償するように大きな段階で減少される。バラン氏の特許においては、送信率を減少する方法は、ノイズスペクトルの周波

数位性を考慮するものである。従って、各チャンネルは、プリセントされた数のビットを指定の電力レベルで保持している。各周波数のノイズ成分が測定され、各周波数周波数で送信すべきであるかどうかについて判断がなされる。従って、バラン氏の特許では、データ率減少機構が、利用できる帯域中にわたるノイズの実際の分布を補償する。

本発明では、各周波数周波数における信号の複雑さ及び各周波数周波数に割り当てられた利用可能な電力の量がラインノイズスペクトルの周波数容客性に応答して変化する。

全周波数内の周波数成分信号に種々のコードの複雑さ及び電力レベルを指定する本システムは、水充填アルゴリズムに基づくものである。水充填アルゴリズムは、チャンネルを横切る情報の流れを最大にするようにチャンネルの電力を指定する情報理論的な方法である。チャンネルは、ノイズ分布が不均一である形式のもので、送信率は電力の割合を受ける。第 6 図は、水充填アルゴリズムを目で見て分かるようになるものである。第 6 図について説明すれば、電力は垂直時に沿って固定され、周波数は水平軸に沿って測定される。各箇ノイズスペクトルは実験 7.0 で表わされ、利用可能な電力は、交差斜線領域 7.2 によって表わされる。水充填という名称は、指定電力を設わすれる量の水が充填される山の一連の谷に各箇ノイズ間数が順次していることから付けられたものである。水は谷を満たし、水平面をとる。水充填アルゴリズムの理論的な説明は、1968 年、ニューヨーク、J. Wiley and Sons 出版の「情報理論及び信頼性のある通信 (Information Theory And Reliable Communication)」と題するガラハ (Gallager) 氏

の文献に述べられている。

水充填理論は、種々のコード (全てエラー修正のためのもの) を用いて構成できる全てのデータ率の最大値として容量が定められ且つ無限の長さであることが最も傾向であるようなチャンネルの理屈的な容量を最大にすることに関するものである点を強調しておく。

本発明による方法は、チャンネルの容量を最大にするものではない。むしろ、本発明の方法は、第 1 図について上記したように利用可能な電力に制約のある QAM 全体を用いて送信される情報の量を最大にするものである。

水充填の考え方の実行は、指定の電力レベルが第 2 の最低周波数の各箇ノイズレベルに達するまで最低の各箇ノイズフロアを有する周波数に利用可能な電力の増分を割り当てる事である。この割当を行なう場合には、512 の周波数を走査しなければならない。

次いで、第 3 の最低チャンネルの各箇ノイズレベルに達するまで 2 つの最低周波数の間で増分電力が割り当られる。この割当レベルの場合には、周波数テーブルを何回も走査することが必要で、計算上から非常に複雑である。

本発明の好ましい実施例に用いる電力の割当方法は、次の通りである。

(1) 受信器において各箇ノイズを測定しそして送信ロスで乗算することにより送信器におけるシステムノイズを計算する。これらの量を測定するこのプロセスは、第 4 図を参照し内規について上記で説明した。システムノイズ成分は、各周波数周波数につ

いて計算される。

(2) 各周波数周波数に対し、色々な複雑さ (ここに示す場合には、0, 2, 4, 5, 6 及び 8 ビット) のデータエレメントを送信するに必要な電力レベルを計算する。これは、所要の BER、例えば、1 エラー / 100,000 ピットで種々のデータエレメントを送信するに必要な信号対雑音比によって各箇ノイズを乗算することにより行なわれる。全 BER は、割りされた各周波数の信号エラー率の和である。これらの信号対雑音比は、統計的な基準から得られ、この分野で良く知られている。

(3) 計算された所要の送信電力レベルから、データエレメントの複雑さを増加するに必要な余分な電力レベルが決定される。これらの余分な所要の電力レベルは、送信電力の量を、複雑さが最も接近しているデータエレメントの複雑さの量的な差で除算したものである。

(4) 各々のチャンネルについて、余分な所要電力レベル及び量的な差の 2 カラムテーブルを形成する。それらの単位は、典型的に、各タワット及びビットで表わされる。

(5) 次第に大きくなる余分な電力に従って上記ステップ 4 のテーブルを構成することによりヒストグラムを構成する。

(6) 利用できる電力が尽まるまで、次第に大きくなる余分な電力に対して利用できる送信電力を順次に指定する。

上記の電力割当方法は、簡単な例によって良く理解できよう。この例に含まれる数値は、オペレーティングシステムにおいて選択するパラメータを設わるものではない。

表 1 は、周波数  $f_1$  及び  $f_2$  の 2 つの周波数  $A$  及び  $B$  に対し、

選択されたビット数  $N_1$  のデータエレメントを送信するための所要電力  $P$  を示している。

<u>表1</u>		
<u>搬送波A</u>		
$N_1$	$N_1 - N_2$	$P$
0	-	0
2	2	4
4	2	12
5	1	19
6	1	28
<u>搬送波B</u>		
$N_1$	$N_1 - N_2$	$M P(N_1 - N_2)$
0	-	0
2	2	6
4	2	18
5	1	28
6	1	44

第1のビット数  $N_1$  から第2のビット数  $N_2$  へ複雑さを増加するための余分な電力は、次の関係式によって定められる。

$$M P(N_1 - N_2) = \frac{P_2 - P_1}{N_2 - N_1}$$

但し、  $P_1$  及び  $P_2$  は、複雑さ  $N_1$  及び  $N_2$  のデータエレメントを送信するに必要な電力である。  $N_1 - N_2$  は、データエレメントの複雑さの量的な差である。 B E R は、ブリセット限界以下に保つように制限されることを理解されたい。

+2からNT+4ビットに増加し、残りの利用可能な電力単位はゼロとなる。

ここで明らかのように、システムは、種々の搬送波周波数の中で電力コストが最低のものを「安い(shop)」。全データエレメントの複雑さを増加させる。

割当システムは、周波数を最初に走査する間に各搬送波に対し最初に表1を形成することによって全部で512個の搬送波全体まで拡張される。

次いで、全ての搬送波に対して計算された余計な所要電力レベルを次第に大きくなる電力に従って構成したヒストグラムが構成される。第7回は、本発明の方法により構成した例示的なヒストグラムを示している。

第7回には、余計な電力の全体的な挙が示されていない。むしろ、このヒストグラムは、0.5dBのステップでカウント値が既された64dBの範囲を有するように構成される。ステップとステップとの間の量的な差がカウントとして用いられる。この解決策では若干の丸めエラーが生じるが、作業の長さを著しく低減することができる。ヒストグラムを構成するのに用いる方法は、本発明を実施するのに必要ではない。

ヒストグラムの各カウントは、そのカウントにおける電力値に等しい余分な電力値を有する搬送波の数を表わしている。搬送入力を有している。このヒストグラムは、最低の電力レベルから走査される。各カウントの搬送入力は、カウントの数値で計算され、利用可能な電力から減算される。走査は、利用可能な電力が尽るまで受けられる。

### 特表昭62-502932 (10)

周波数  $\omega A$  に対する余分な電力は、周波数  $\omega B$  に対するものよりも少ない、というのは、 $\omega B$  における等価ノイズ  $N(\omega B)$  が  $\omega A$  における等価ノイズ  $N(\omega A)$  より大きいからである。

搬送波A及びBの割当機構に実施について以下に述べる。全ビット数 NT が搬送波全体にエンコードされるが、搬送波 A にも B にもビットが割り当てられていないものと仮定する。例えば、  $N(\omega A)$  及び  $N(\omega B)$  は、既にデータを保持しているこれらの搬送波の電力よりも大きい。

この例では、システムは、全データエレメントの複雑さを最大量だけ増加するために利用可能な残りの10個の電力単位を搬送波 A と B との間で割り当てる。

NTを2ビットだけ増加するためには、チャンネルAを用いる場合は4単位の電力を割り当たねばならず、チャンネルBを用いる場合は6単位の電力を割り当たねばならない。というのは、両チャンネルに対して  $N_1 = 0$  及び  $N_2 = 2$  でありそしてチャンネルAに対して  $M P(0-2) = 2$  /ビット、チャンネルBに対して  $M P(0-2) = 3$  /ビットであるからである。それ故、システムは、4単位の電力を搬送波Aに割り当て、2ビットデータエレメントを搬送波Aにコード化し、全信号の複雑さをNTからNT+2に増加し、残りの利用可能な電力単位が6となる。

2ビットを更に増加する場合には、搬送波Aに対して  $M P(2-4) = 4$  /ビットで且つチャンネルBに対して  $M P(0-2) = 3$  /ビットであるから、電力単位が6つ必要である。それ故、システムは、6単位の電力を搬送波Bに割り当て、2ビットデータエレメントを搬送波Bにエンコードし、全信号の複雑さをNT

走査が完了すると、既存のレベル  $M P(m \times x)$  より低い全ての余計な電力値が電力及びデータの割当に受け入れられることが決定される。更に、利用可能な電力が余計な電力レベル  $M P(m \times x)$  を通して部分的に尽きた場合には、k個の追加搬送波に、  $M P(m \times x + 1)$  に等しい電力が割り当てる。

次いで、システムは、種々の搬送波に電力及びデータを割り当てるために再び搬送波全体を走査する。各搬送波に割り当てる電力の量は、  $M P(m \times x)$  に等しいか又はそれより小さい当該搬送波に対する余分な電力値の和である。これに加えて、  $k M P(m \times x + 1)$  の値がそれまで割り当てられていない場合には、  $M P(m \times x + 1)$  に等しい電力の量が割り当てる。

#### タイミング及び位相遅延の精算

受信システムによって ( $x, y$ ) ベクトルチーブルを再構成する場合には、受信した波形を1024回サンプリングすることが必要である。高域帯は約4KHzであり、従って、ナイキストのサンプリング率は約8000/秒で、サンプル間の時間サンプルオフセットは1.25マイクロ秒である。従って、全サンプリング時間は1.28ミリ秒である。同様に、送信FFTは、1024の入力を有する時間シリーズを発生し、記号時間は1.28ミリ秒である。

サンプリングプロセスでは、サンプリングを開始するためのタイミング基準が必要とされる。このタイミング基準は、同期中に次の方法によって確立される。第4回を参照して定められた同期ステップ中には、発振モードが時間TESTに応答コームにおける1437.5Hzの周波数成分（第1のタイミング信号）のエ

## 特表昭62-502932(11)

ネルギを検出する。上記の時間は、第1のタイミング周波数成分が受信器に到達する正確な時間のおおよその尺度であり、一般に、約2ミリ秒までの尺度である。

このおおよその尺度は、次の段階によってその精度が高められる。第1のタイミング信号及び第2のタイミング信号(1687.5Hz)は、エポックマークにおいて相対的な位相がゼロの状態で送信される。

見掛けモードは、時間TESTにおいて第1及び第2のタイミング信号の位相を比較する。第1と第2のタイミング信号間に250Hzの周波数差があると、各125マイクロ秒の時間サンプルオフセットに対し2つの信号間に1°の位相ずれが生じる。第1及び第2のタイミング信号は、それらの位相が帯域の中心付近にあるために相対的な位相差みが僅かである(250マイクロ秒未満)。従って、2つのタイミングサンプルの位相を比較しそして位相差によって指示された時間サンプリングオフセットの個数でTESTを修正することにより、正確なタイミング基準T<sub>0</sub>を決定することができる。

サンプリングプロセスをタイミングどりすることに前述した更に別の問題は、周波数に依存した位相遅延がVFラインによって誘起されることである。この位相遅延は、典型的に、VF電話線の場合には、約2ミリ秒続いはそれ以上である。更に、この位相遅延は、4kHzの使用帯域の端付近では著しく悪化する。

第8回は、周波数に依存する位相遅延を受けた後の全周波数の周波数搬送波の分布を示している。第8回を説明すれば、周波数f<sub>1</sub>、f<sub>2</sub>及びf<sub>3</sub>に3つの信号S<sub>0</sub>、S<sub>2</sub>及びS<sub>4</sub>が示さ

れている。長さがT<sub>0</sub>の2つの記号x<sub>1</sub>及びy<sub>1</sub>は、各周波数において送信される。各記号の巾は、不足であることに注意されたい。しかしながら、帯域9.2及び9.4の端付近の信号の先端は、帯域9.4の中心付近のこれら信号に対して遮蔽される。

更に、2つの順次に送信されたエポックx<sub>1</sub>及びy<sub>1</sub>については、帯域の外端付近にある信号S<sub>2</sub>及びS<sub>6</sub>上の第1記号x<sub>1</sub>の後部が、帯域の中心付近にある信号S<sub>4</sub>上の第2記号y<sub>1</sub>の先端に重複する。この重複により、記号間の干渉が生じる。

サンプリングインターバルが所々の時間インターバルT<sub>0</sub>でサンプリングするよう枠付けされる場合には、全局波数における各周波数の完全なサンプルが得られず、他のエポックからの信号がサンプリングされる。

既存のシステムは、位相修正(零化)回路網を用いて位相差みを補償すると共に記号間の干渉を防止する。

本発明は、独特なガード時間フォーマットを用いて零化回路網の必要性を排除するものである。このフォーマットが第9回に示されている。

第9回を説明すれば、時間シリーズx<sub>i</sub>、y<sub>1</sub>及びz<sub>1</sub>によって各々表わされた第1、第2及び第3の送信記号が示されている。第3回に示された波形は、周波数s<sub>1</sub>の搬送波の1つに変調される。この例では、記号時間T<sub>0</sub>が128ミリ秒で、最大位相遅延TPHが8ミリ秒であると仮定される。ガード時間波形は、136ミリ秒のエポックを定める。例えば、第1の波形110(X1)においては、記号の時間シリーズX<sub>1</sub>-X<sub>2</sub>...が最初に送信され、次いで、記号の最初の8ミリ秒X<sub>1</sub>-X<sub>2</sub>が繰り返される。

エポックのサンプリングは、ガード時間波形の最後の128ミリ秒に拘束される(最初に到着する周波数成分によって定められたガード時間エポックの開始に対して)。

この挿出プロセスが第10回に示されている。第10回において、帯域の中心付近のt<sub>1</sub>と、帯域の端付近のt<sub>2</sub>における第1及び第2のガード時間波形110及び112が示されている。t<sub>1</sub>における周波数成分は、受信器に最初に到着する全周波数のうちの成分であり、t<sub>2</sub>における成分は、最後に到着する成分である。第10回において、t<sub>1</sub>の第2の波形112は、t<sub>2</sub>の第1の波形110が受信器に到着する時間T<sub>0</sub>後の時間T<sub>0</sub>+TPH(8ミリ秒)に受信器に到着する。この時間T<sub>0</sub>+TPHに128ミリ秒のサンプリング時間が開始される。従って、t<sub>1</sub>の全記号X<sub>1</sub>-X<sub>2</sub>...がサンプリングされる。その記号の最初の8ミリ秒が再送信されるので、t<sub>1</sub>の全記号もサンプリングされる。

又、記号間の干渉も許容される。t<sub>2</sub>の第2記号(y1)の到着は、(xi)の最初の8ミリ秒の再送信によって、8ミリ秒遅延される。従って、t<sub>2</sub>の第2記号の先端は、t<sub>1</sub>の第1記号の後端と重複しない。

8ミリ秒のガード時間は、システムの使用可能な時間と帯域との比を約6%減少するに過ぎない。この僅かな減少は、必要なガード時間に対して各記号の巾が非常に長いことによるものである。

## 誤差

実際に、所々の搬送波については、復制プロセス中に抽出される(x、y)ベクトルの大きさが厳密に座標点に入らず、ノイ

ズ及び他のファクタにより各点のまわりに成る程度分布される。従って、信号は、第11回に示された変調テンプレートを用いてデコードされる。

第11回を説明すれば、テンプレートは方形113のグリッドで形成され、方形113の中心には座標点114が設けられている。

第11回において、ベクトルW=(x<sub>n</sub>、y<sub>n</sub>)は、t<sub>n</sub>におけるサイン及びコサイン信号の復調された振幅を表わしている。Wは、座標点(3、3)を中心とする方形113内にある。従って、Wは、(3、3)とデコードされる。

本発明は、周期中に決定された個からの送信ロス、周波数オフセット及びタイミングの変化を決定するように追従を行なうシステムを備えている。

この追従システムは、第11回の復調テンプレートの方角における受信ベクトルの位置を利用するものである。第12において、1つの方形が、左上、右上、左下及び右下、各々、115、116、117及び118の4つの象限に分けられており、これらは、各々、通過、通過、通過、大を過ぎ、小さ過ぎを表わしている。これら4つの全ての象限におけるカウントが、既る周波数において成る時間に及ぶものも、成る時間において既る周波数に及ぶものも、互いに等しいか又はほど等しい場合には、システムが整列状態にある。即ち、ノイズが唯一の障害である場合には、デコードされたベクトルWに対するエラーの方向がランダムとなる。

しかしながら、送信ロスが0.1dBでも変化する場合には、小さ過ぎるカウントの数が大き過ぎるカウントの数から適しく要

## 特表昭62-502932 (12)

化する。同時に、通過するカウントの数と通過するカウントの数との差が大きい場合には、オフセット周波数の変化によって位相の回転が生じたことを示している。従って、通過ぎ、通過ぎ及び大き過ぎ、小さ過ぎのカウント間の差は、信号ロス及びオフセット周波数の誤差に追従するエラー特性となる。

本発明は、このエラー特性を用いて、同期中に決定された信号ロス及び周波数オフセットを調整するものである。各周波数に対し、 $\pm 0.1 dB$  又は  $\pm 1.0^\circ$  の調整がエラー特性に基づいて行なわれる。以上の実施例では、デコード領域を、通過ぎ、通過ぎ、大き過ぎ、小さ過ぎという個別の又は重複するサブ領域に別々のやり方で分割するのが好ましい。

更に、タイミング信号の位相は、 $T_0$ を修正できるように追従される。

チャンネル割り振りの指定

本発明は、更に、確立された通信リンクの割り振りを発送モデルと応答モデル（各々、A及びBと称する）の間で指定する独特的のシステムを具備している。エンコードされた会員波数で構成される各波形は、情報パケットを形成する。

通信リンクの割り振りは、最初に、モデルAに指定される。次いで、モデルAは、その入力バッファにおけるデータの量を決定し、I（最小）とN（予め定めた最大）のデータパケットの間で適当に送信を行なう。所定数Nは限界として働き、送信されるパケットの最終的な個数は、入力バッファを空にするに必要なものよりも著しく小さい。一方、モデルAがその入力バッファに殆どないは全くデータを有していない場合には、モデルBとの通信を

維持するために依然としてI側の情報パケットを送信する。例えば、I側のパケットは、第4回及び同期プロセスについて述べた周波数の発送又は応答コームを含む。

次いで、通信リンクの割り振りはモデルBに指定され、該モデルは、モデルAの動作を繰り返す。もちろん、モデルBが最小数Iのパケットを送信する場合には、モデルBが助いていることをモデルAに知らせる。

迅速な文字エコーライドのユーザ向けの目標を達成するために、2つのモデルの報酬Nを同じものにしたり或いはモデル割り振りもとのこれらモデルの適用を制限したりする必要はない。

ハードウェアの実施

第13回は、本発明のハードウェア実施例を示すブロック図である。第13回を説明すれば、電子的なデジタルプロセッサ120、アナログI/Oインターフェイス44及びデジタルI/Oインターフェイス122が共通のデータバス124に接続されている。アナログI/Oインターフェイス44は、公共のスイッチ式電話線4日を共通のデータバス124にインターフェイスし、デジタルインターフェイス122は、デジタルターミナル装置126を共通のデータバス124にインターフェイスする。

本発明の好ましい実施例では、次の部品が使用される。アナログI/Oインターフェイス44は、高性能の12ビットコーディ・デコード（コーデック）及び電話線インターフェイスである。このインターフェイスは、RAM132をアクセスし、監視マイクロプロセッサ128によって制御される。コーデックは、アナログ/デジタルコンバータ、デジタル/アナログコンバータ及び多

数のバンドパスフィルタを单一のチップに組み合わされたものである。

デジタルI/Oインターフェイス122は、標準的な25ピンのRS232型コネクタに対する標準的なRS232直列インターフェイスであるかあるいはパーソナルコンピュータバスに対する並列インターフェイスである。

電子的なデジタルプロセッサ120は、アドレスバス135に接続された監視プロセッサ128と、汎用の数学プロセッサ130と、 $32K \times 16$ ビットの共用RAMサブシステム132と、リードオンリメモリ（ROM）ユニット133とを備えている。

監視マイクロプロセッサ128は、 $10MHz$ の $58000$ プロセッサ及び $68000$ プログラムメモリを含む $68000$ データプロセッササブシステムである。 $32K \times 16$ ビットのプログラムメモリは、ROMユニット133に含まれた多数の低電力高密度のROMチップで構成される。

数学プロセッサ130は、 $20MHz$ の320プロセッサ、320プログラムメモリ及び共用RAMシステムのインターフェイスを含む320デジタル信号マイクロプロセッサシステム（DSP）である。ROMユニット133に含まれた2つの高速ROMチップは、 $6192 \times 16$ ビットのプログラムメモリを構成する。

320システムのプログラムメモリは、堅調テーブルのルックアップ、FFT、微調及び上記の他の動作を実行するプログラムを含んでいる。 $68000$ プロセッサは、入力及び出力のデジタルデータ流を処理し、320信号プロセッサ及びそれに関連し

たアナログI/Oへのタスク及びその監視を実行し、そしてそれ自体及びシステムのテストを適宜実行する。

本発明は、特定の実施例について説明した。他の実施例は、今や、当業者に明らかであろう。

特に、周波数周波数全体は、上記したように制限しなくてもよい。周波数の数は、2の系乗、例えば、 $1024$ でもよいし、他の任意の数でもよい。更に、周波数は、全V/F領域にわたって均一に範囲されなくともよい。更に、QAM機器は、本発明の実施にとて重要ではない。例えば、AMを使用してもよいが、データ率RBが低下する。

更に、堅調テンプレートは方形で構成する必要がない。座標点を取り締く任意の形状の領域を構成することができる。追跡システムは、堅調テンプレートの方形を4つの象限に分割したものについて説明した。しかしながら、座標点の周りに形成された任意の領域におけるカウント数の差を追跡することにより所与のパラメータを追跡することができる。

更に、監視マイクロプロセッサ及び汎用の数学プロセッサを含むハードウェア実施例についても説明した。しかしながら、色々な組合せのICチップを使用することができる。例えば、専用のFFTチップを用いて、堅調及び復調動作を実行することができる。

更に、上記で用いた情報単位はビットであった。しかし、本発明は、2進システムに限定されるものではない。

それ故、本発明は、請求の範囲のみによって限定されるものとする。

特許昭62-502932 (13)

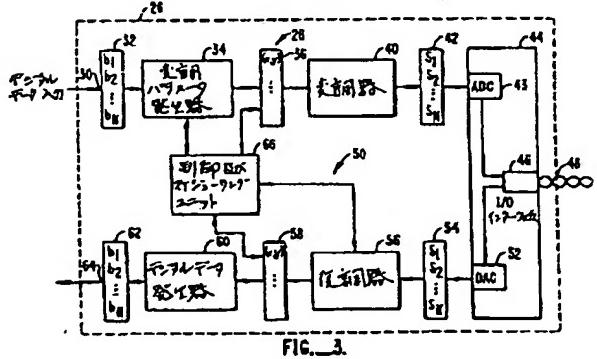
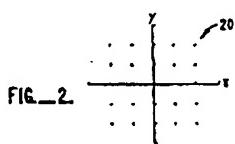
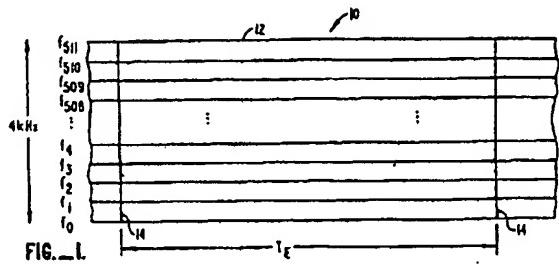


FIG. 4.

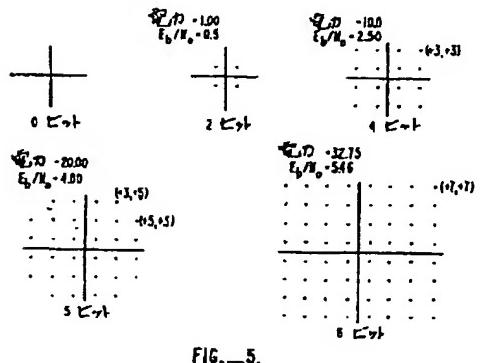
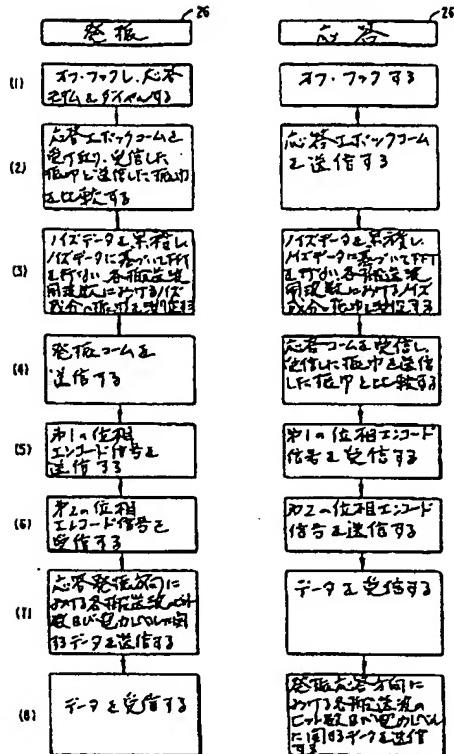


FIG. 5.

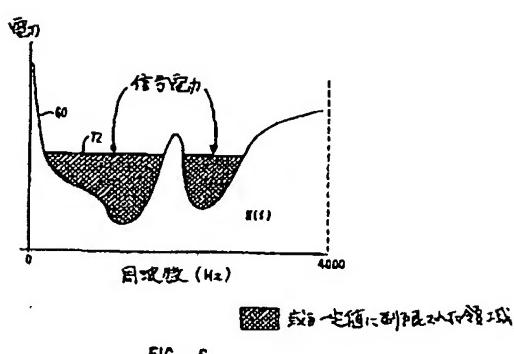


FIG. 6.

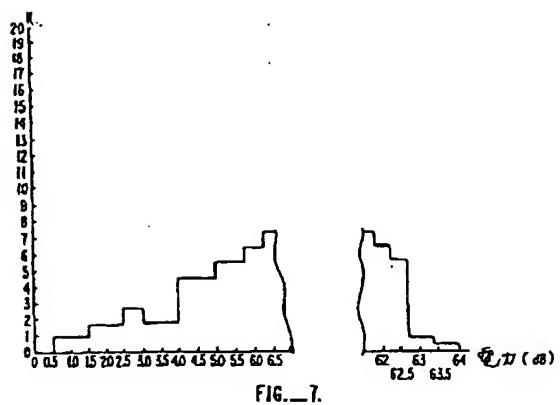


FIG. 7.

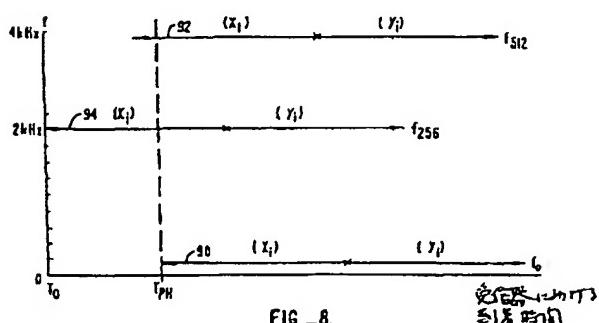


FIG. 8.

I.T.R. 71 (136 MSEC)			I.T.R. 72 (136 MSEC)			I.T.R. 73 (136 MSEC)				
$x_0$	$x_1$	$\dots$	$x_{1023}$	$y_0$	$y_1$	$\dots$	$y_{1023}$	$z_0$	$z_1$	$\dots$
128 MSEC			8 MSEC			128 MSEC		8 MSEC		
128 MSEC			8 MSEC			128 MSEC		8 MSEC		

FIG.—9.

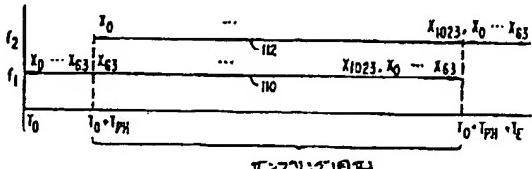


FIG.—10.

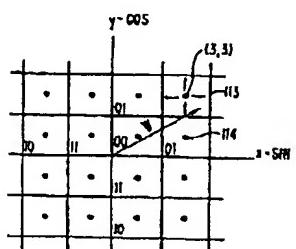


FIG.—11.

特表昭62-502932 (14)

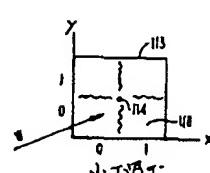
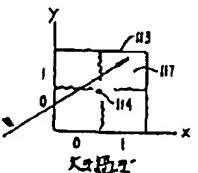
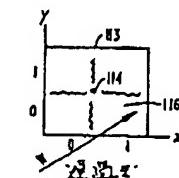
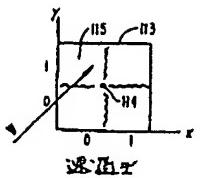


FIG.—12.

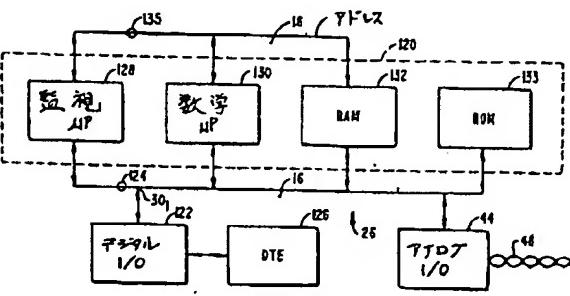


FIG. 13.

DOCUMENTS CONTENANT DES ADJOURNEMENTS		INSTRUMENTS D'ADJOUREMENT	
Document	Titre ou Description	Date d'adjudication	Nombre de copies et date de dépôt
A	US, A, 3,783,385 (Dunn et al.) 01 January 1974		1-5
A	US, A, 4,047,153 (Thirion) 06 September 1977		1-5
A	US, A, 4,494,238 (Groth, Jr.) 15 January 1985		1-5
A	US, A, 4,495,619 (Acampora) 22 January 1985		1-5,10-12,17
A	US, A, 4,486,336 (Catchpole et al.) 20 November 1984		1-5,10-12,17
A	US, A, 4,459,701 (Lemire et al.) 10 July 1984		9,16,17
A	US, A, 3,755,736 (Kaneko et al.) 28 August 1973		9,16,17
A	US, A, 4,315,319 (White) 09 February 1982		1-5,10-12,17
A,F	US, A, 4,573,133 (White) 25 February 1986		1-5,10-12,17
A	US, A, 4,392,225 (Wortman) 05 July 1981		1-5,10-12,17

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:



**BLACK BORDERS**

- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.